

Japanese Patent Laid-open Publication No.: 2003-224982 A

Publication date : August 8, 2003

Applicant : Hitachi, Ltd.

Title : METHOD OF MODULATING PULSE WIDTH, POWER CONVERTER,  
5 AND INVERTER APPARATUS

[0016] An object of the present invention is to provide  
a method of modulating a pulse width and an apparatus using  
10 the method, which can solve the foregoing problems of the  
conventional art, prevent the increase of magnetic noise,  
and ensure a sampling time that is long enough to detect a  
current.

[0017]

15 [Means for Solving the Problems]

The above object is achieved by inserting one cycle of  
carrier wave having a longer carrier cycle (hereinafter,  
"low carrier cycle") for which a current is detectable with  
desired timing for necessary current detection, with  
20 respect to a carrier cycle for usual conditions  
(hereinafter, "usual carrier cycle") for which current  
detection is not required. The inserted low carrier cycle  
here does not have to be one cycle.

(11)特許出願公開番号

特開2003-224982

(P2003-224982A)

(43)公開日 平成15年8月8日(2003.8.8)

(51) Int.Cl.?

識別記号

FI

テーマード(参考)

H0 2M 7/48

H0 2M 7/48

F 5H007

審査請求 未請求 請求項の数23 OL (全 13 頁)

(21)出願番号 特願2002-20883(P2002-20883)

(22)出願日 平成14年1月30日(2002.1.30)

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(71)出願人 000233217

株式会社日立ケーイーシステムズ

千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号

(72)発明者 古川 禎一

千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号

株式会社日立ドライブシステムズ内

(74) 代理人 100075096

弁理士 作田 康夫

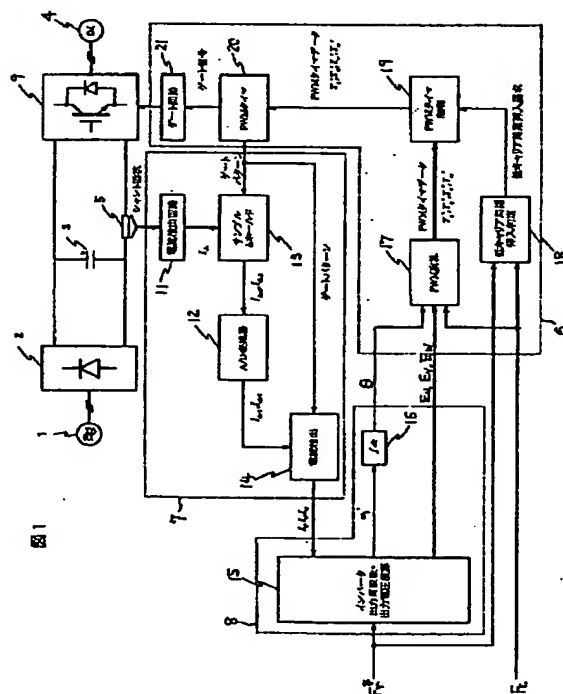
**最終頁に続く**

(54)【発明の名称】 パルス幅変調方法、電力変換装置、およびインバータ装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】磁気音の増加を抑え、且つ電流検出に十分なサンプリング時間が確保できるパルス幅変調方法、及び装置を提供する。

【解決手段】出力電圧指令を搬送波に基づいてパルス幅変調し可変電圧の出力電圧を得る電力変換装置のパルス幅変調方法において、電流検出を行わないときは、予め設定されたキャリア周期の搬送波に基づいてパルス幅変調を行い、電流検出を行うときは、前記搬送波のキャリア周期を整数倍に長くすることを特徴とするパルス幅変調方法。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】変調波と搬送波に基づいてパルス幅変調を行う電力変換装置のパルス幅変調方法において、電流検出するときは、前記搬送波のキャリア周期を、電流検出を行わないときのキャリア周期より長くすることを特徴とするパルス幅変調方法。

【請求項2】出力電圧をパルス幅変調により可変する電力変換装置のパルス幅変調方法において、電流検出を行わないときは、予め設定されたキャリア周期の搬送波に基づいてパルス幅変調を行い、電流検出を行うときは、前記搬送波の周期を前記キャリア周期より長くすることを特徴とするパルス幅変調方法。

【請求項3】出力電圧指令を搬送波に基づいてパルス幅変調し可変電圧の出力電圧を得る電力変換装置のパルス幅変調方法において、電流検出を行わないときは、予め設定されたキャリア周期の搬送波に基づいてパルス幅変調を行い、電流検出を行うときは、前記搬送波のキャリア周期を整数倍に長くすることを特徴とするパルス幅変調方法。

【請求項4】周波数と大きさが変化する出力電圧指令を搬送波に基づいてパルス幅変調し可変電圧の交流出力電圧を得る電力変換装置のパルス幅変調方法において、電流検出を行わないときは、予め設定されたキャリア周期の搬送波に基づいてパルス幅変調を行い、電流検出を行うときは、前記交流出力の線間電圧が最大値を示す近傍で前記搬送波のキャリア周期を整数倍に長くすることを特徴とするパルス幅変調方法。

【請求項5】電流を検出するときに、前記線間電圧の最大値の前後 $\pi/6$ の位相の範囲内で前記搬送波のキャリア周期を整数倍に長くすることを特徴とする請求項4記載のパルス幅変調方法。

【請求項6】電流検出するときに、前記搬送波のキャリア周期を1周期のみ長くすることを特徴とする請求項1乃至請求項5いずれかのパルス幅変調方法。

【請求項7】前記電力変換装置の出力電圧が所定値以下のときに前記搬送波のキャリア周期を長くすることを特徴とする請求項1乃至請求項6いずれかのパルス幅変調方法。

【請求項8】電流検出するとき、1ms以上に1回の割合で前記搬送波のキャリア周期を長くすることを特徴とする請求項1乃至請求項7いずれかのパルス幅変調方法。

【請求項9】変調波と搬送波に基づいてパルス幅変調を行う電力変換装置において、前記搬送波を電流検出を行わないときのキャリア周期より周期の長い搬送波に変えて前記電力変換装置の出力電流を検出する手段を備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項10】出力電圧をパルス幅変調により可変する電力変換装置において、電流検出を行わないときに予め設定されたキャリア周期の搬送波に基づいてパルス幅

調を行う手段と、前記搬送波をキャリア周期の長い搬送波に所定の周期で変える手段と、前記キャリア周期の長い搬送波の期間において前記電力変換装置の出力電流を検出する手段を備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項11】出力電圧指令を搬送波に基づいてパルス幅変調し可変電圧の出力電圧を得る電力変換装置において、電流検出を行わないときに予め設定されたキャリア周期の搬送波に基づいてパルス幅変調を行う手段と、前記搬送波のキャリア周期を整数倍に長くして前記電力変換装置の出力電流を検出する手段を備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項12】周波数と大きさが変化する出力電圧指令を搬送波に基づいてパルス幅変調し可変電圧の交流出力電圧を得る電力変換装置において、電流検出を行わないときは予め設定されたキャリア周期の搬送波に基づいてパルス幅変調を行う手段と、前記電力変換装置の出力電流を検出する電流検出手段と、電流検出を行うときは前記交流出力の線間電圧が最大値を示す近傍で前記搬送波のキャリア周期を整数倍に長くする手段を備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項13】電流を検出する際、前記線間電圧の最大値の前後 $\pi/6$ の位相の範囲内で前記搬送波のキャリア周期を整数倍に長くする手段を備えたことを特徴とする請求項12記載の電力変換装置。

【請求項14】電流検出する際、前記搬送波のキャリア周期を1周期のみ長くすることを特徴とする請求項9乃至請求項13いずれかの電力変換装置。

【請求項15】前記搬送波のキャリア周期は、前記電力変換装置の出力電圧が所定値以下のときに長くすることを特徴とする請求項9乃至請求項14いずれかの電力変換装置。

【請求項16】電流検出する際は、1ms以上に1回の割合で、前記搬送波をキャリア周期の長い搬送波に変えることを特徴とする請求項9乃至請求項15いずれかの電力変換装置。

【請求項17】交流電圧を直流電圧に変換する直流中間部を有し、該直流中間部の直流電圧をパルス幅変調により可変周波数、可変電圧の交流電力に変換するインバータ装置において、前記直流中間部の電流から前記インバータの交流出力電流の検出を行う電流検出手段と、電流検出可能なキャリア周期を所定期間挿入する手段と、該所定期間内において電流を検出する手段を備えたことを特徴とするインバータ装置。

【請求項18】前記電流検出可能なキャリア周期を所定期間挿入する手段は、出力周波数指令とパルス幅変調の搬送波周期指令および位相指令に基づいて挿入することを特徴とする請求項17記載のインバータ装置。

【請求項19】前記電流検出可能なキャリア周期を所定期間挿入する手段は、出力電圧の位相指令またはインバータ装置の制御演算周期に基づいて挿入要否判定を行う

ことを特徴とする請求項17乃至請求項18記載のインバータ装置。

【請求項20】挿入される電流検出可能なキャリア周期は、元のキャリア周期の整数倍であることを特徴とする請求項17乃至請求項19記載のいずれかのインバータ装置。

【請求項21】前記電流検出可能なキャリア周期の挿入は、元の搬送波の山頂部から開始することを特徴とする請求項17乃至請求項20記載のいずれかのインバータ装置。

【請求項22】前記電流検出可能なキャリア周期は、出力線間電圧の最大値近傍で挿入されることを特徴とする請求項17乃至請求項21記載のいずれかのインバータ装置。

【請求項23】前記電流検出可能なキャリア周期は、1ms以上に1回の割合で挿入されることを特徴とする請求項17乃至請求項22記載のいずれかのインバータ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は交流電動機などの可変速駆動を行うインバータ装置などの電力変換装置を制御するためのパルス幅変調方法、及びそれを用いた電力変換装置に係り、特に直流電流から交流出力電流を検出するのに好適なパルス幅変調方法、及びそれを用いた電力変換装置に関する。

【0002】

【従来の技術】交流電動機などの可変速駆動を行う電力変換装置において、その出力波形をパルス幅変調して高調波を低減したものが一般的に使用されている。図10は従来のパルス幅変調方式を用いた電力変換装置10であるインバータ装置の一例である。商用の三相交流電源などの交流電源1から供給される電圧が整流回路2で整流されて直流電圧に変換され、さらに平滑コンデンサ3で平滑された直流電圧となる。この直流電圧をスイッチング素子 $Q_u$ 、 $Q_v$ 、 $Q_w$ 、 $Q_x$ 、 $Q_y$ 、および $Q_z$ でスイッチングして、任意の可変電圧、可変周波数の交流出力をモータ4に供給する。スイッチング素子 $Q_u$ 、 $Q_v$ 、 $Q_w$ 、 $Q_x$ 、 $Q_y$ 、 $Q_z$ には逆方向の電流を流すためにダイオードが逆並列接続されている。

【0003】また、電流検出器5は、スイッチング素子 $Q_x$ 、 $Q_y$ 、および $Q_z$ から平滑コンデンサ3に流れる直流電流 $I_{dc}$ を検出し、電流検出部7では検出した直流電流 $I_{dc}$ とPWM制御部6が出力するゲート信号 $G_u$ 、 $G_v$ 、 $G_w$ 、 $G_x$ 、 $G_y$ 、および $G_z$ から、モータ4に流れるU相モータ電流 $I_u$ 、V相モータ電流 $I_v$ 、およびW相モータ電流 $I_w$ を検出する。この直流電流 $I_{dc}$ から三相交流電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ を検出する方法については、特開平6-153526号公報などに述べられている。

【0004】検出したモータ電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、および $I_w$

と外部から与えられる速度指令 $F_r^*$ に基づき、モータ制御部8はU相交流電圧指令 $E_u$ 、V相交流電圧指令 $E_v$ 、およびW相交流電圧指令 $E_w$ を出力し、PWM（パルス幅変調、以下PWMとする）制御部6は交流電圧指令 $E_u$ 、 $E_v$ 、および $E_w$ に基づき、スイッチング素子 $Q_u$ 、 $Q_v$ 、 $Q_w$ 、 $Q_x$ 、 $Q_y$ 、および $Q_z$ のスイッチングをそれぞれ指令するゲート信号 $G_u$ 、 $G_v$ 、 $G_w$ 、 $G_x$ 、 $G_y$ 、および $G_z$ を出力する。

【0005】図11にPWM制御部6の構成を示す。搬送波発生部601は、搬送波周波数設定部608で設定された搬送波周波数指令 $F_c$ に基づいて、周波数 $F_c$ の三角波である搬送波C（後述の図12の波形Cを参照、搬送波はキャリアとも呼ばれる）を出力する。ゲート信号 $G_u$ を出力するU相比較部602は、U相交流電圧指令 $E_u$ と搬送波Cを比較して、U相交流電圧指令 $E_u$ が大きいときはHレベル（Highレベル、以下Hレベルとする）を出力し、小さいときはLレベル（Lowレベル、以下Lレベルとする）を出力する。また、ゲート信号 $G_x$ を出力する反転部605は、ゲート信号 $G_u$ がLレベルのときHレベルを出力し、ゲート信号 $G_u$ がHレベルのときLレベルを出力する。ゲート信号 $G_v$ 、 $G_y$ 、 $G_w$ 、 $G_z$ も、交電圧指令 $E_v$ 、 $E_w$ を搬送波Cと比較することにより同様に得られる。

【0006】図12はPWM制御部6など各部の波形を横軸を時間として示している。図12において、 $E_u$ 、 $E_v$ 、 $E_w$ は交流電圧指令（相電圧指令）であり、Cはこの交流電圧指令をパルス幅変調するための搬送波である。 $G_u$ 、 $G_v$ 、 $G_w$ は、各相交流電圧指令 $E_u$ 、 $E_v$ 、 $E_w$ と搬送波Cを比較して、搬送波Cより $E_u$ 、 $E_v$ 、 $E_w$ が大きいときはHレベル、小さいときはLレベルにすることにより得られる各相のゲート信号である。ゲート信号 $G_u$ 、 $G_v$ 、 $G_w$ がHレベルのときそれぞれ対応するスイッチング素子 $Q_u$ 、 $Q_v$ 、 $Q_w$ がオン、スイッチング素子 $Q_x$ 、 $Q_y$ 、 $Q_z$ がオフとなる。一方、ゲート信号 $G_u$ 、 $G_v$ 、 $G_w$ がLレベルのときそれぞれ対応するスイッチング素子 $Q_u$ 、 $Q_v$ 、 $Q_w$ がオフ、スイッチング素子 $Q_x$ 、 $Q_y$ 、 $Q_z$ がオンとなる。

【0007】 $V_{uv}$ はU-V相間の線間電圧を示している。 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ はインバータ装置の出力電流である。

【0008】 $I_{dc}$ は直流電流である。

【0009】図13は、図12における期間T1の詳細を示している。波形の横軸は時間であり、縦軸は、上から順にゲート信号 $G_u$ 、ゲート信号 $G_v$ 、ゲート信号 $G_w$ 、線間電圧 $V_{uv}$ 、V相出力とW相出力の間の線間電圧 $V_{vw}$ 、W相出力とV相出力の間の線間電圧 $V_{wu}$ 、および直流電流 $I_{dc}$ である。直流電流 $I_{dc}$ から、ゲート信号を用いて、電流検出部7においてモータ電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、および $I_w$ を検出するのであるが、この検出方法は、特開平6-153526号公報に詳しく述べられているので

ここでは省略する。

【0010】なお、特開平6-153526号に述べられているように、ゲート信号 $G_u$ 、 $G_v$ 、 $G_w$ を2進コードで表すと、そのコードの組み合わせ $V_n=(G_u, G_v, G_w)$ は8種類となる。即ち $V_0=(1,1,1)$ 、 $V_1=(0,1,1)$ 、 $V_2=(1,0,1)$ 、 $V_3=(0,0,1)$ 、 $V_4=(1,1,0)$ 、 $V_5=(0,1,0)$ 、 $V_6=(1,0,0)$ 、 $V_7=(0,0,0)$ の8種類であり、1相がHレベル区間であるのは $V_3$ 、 $V_5$ 、 $V_6$ であり、2相がHレベル区間であるのは $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_4$ である。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、U相交流電圧指令 $E_u$ 、V相交流電圧指令 $E_v$ 、およびW相交流電圧指令 $E_w$ の振幅が小さい場合、直流電流 $I_{dc}$ の流れる期間 $T_b$ 、 $T_c$ 、 $T_e$ 、および $T_f$ が短くなってしまふ。図13では理想的な波形を示しているため、 $I_{dc}$ は瞬時に立ち上がっているが、実際には電流の立ち上がり遅れ時間が存在し、また、場合によっては直流電流 $I_{dc}$ にオーバーシュートが発生する場合がある。このため、直流電流 $I_{dc}$ が流れる期間が短い場合には、正確な電流値をサンプリングすることは困難となる。

【0012】また特開平9-56177号公報などに記載されているように、ゲートパターンの切り替え前後には、スイッチング素子の動作遅れによりインバータ上下アームが短絡するのを防止するためにデッドタイムが設けられる。

【0013】図14～図16にデッドタイム期間が設けられた例を示す。図14において、直流部での電流検出が可能なゲートパターン $V_4$ 、 $V_6$ が継続している期間は、W相電圧指令値と搬送波波形との交点からU相電圧指令値と搬送波波形との交点までの期間Aに2回のデッドタイム期間 $T_\delta$ とともに存在する。図15は図14の各相電圧指令を小さくした場合のゲート信号タイミングを示している。一般にデッドタイム期間 $T_\delta$ は一定時間が設定されるので、この場合、期間Aは減少しているにも関わらず $T_\delta$ はそのまま存在する。したがって、期間Aが2回のデッドタイム期間 $2T_\delta$ 以下になると電流検出が不可能になる。図16は、図14に対し搬送波周波数を高めてキャリア周期を短くした場合（以下、高キャリア周期という）のゲート信号タイミングを示している。この場合も同様に、期間Aは減少しているにも関わらず $T_\delta$ はそのまま存在しており、期間Aが $2T_\delta$ 以下になると電流検出が不可能になる。

【0014】このように、実際の電流の立ち上がり遅れ時間、直流電流 $I_{dc}$ のオーバーシュート、デッドタイム期間の存在などにより、電流をサンプリングできる期間は短くなり、電流のサンプリングが困難になる。

【0015】このため、十分なサンプリング期間を確保するためには、搬送波の周波数を下げる必要があるが、搬送波の周波数を下げると、特開昭61-105047号公報や特開昭53-50422号公報などに記載され

ているようにモータや負荷からの磁気音が増加する問題があり、特開昭61-105047号公報には低騒音化を図るために搬送波の周波数を8kHz乃至16kHzとすることが記載されている。

【0016】本発明の目的は、上記した従来技術の問題点を克服し、磁気音の増加を抑え、且つ電流検出に十分なサンプリング時間が確保できるパルス幅変調方法、及び装置を提供することに有る。

【0017】

10 【課題を解決するための手段】上記目的は、電流検出が必要とされない通常のキャリア周期（以下、通常キャリア周期という）に対し、電流検出が必要とされる所望のタイミングで電流検出可能な周期の長い搬送波（以下、低キャリア周期という）を1周期程度挿入することで達成される。ここで、挿入する低キャリア周期は1周期である必要はない。

【0018】

20 【発明の実施の形態】以下、本発明の第1実施例を図面に基づいて説明する。図1は交流電動機を可変速制御する電力変換装置であるインバータ装置の構成例を示している。三相の商用電源などの交流電源1からの交流電力は整流回路2および平滑コンデンサ3により平滑された直流電力に変換される。この直流電力はインバータ9により、可変周波数、可変電圧の交流に変換され、誘導電動機4を可変速駆動する。インバータ9の出力周波数と出力電圧はインバータ制御回路からゲート回路21を介して制御される。

30 【0019】本実施例のインバータ制御回路は、マイクロコンピュータを用いて構成される。インバータ出力周波数・出力電圧演算部15は、出力周波数指令 $F_r^*$ と誘導電動機の各相電流値 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ を入力し、1次角周波数指令 $\omega_1^*$ とインバータ出力電圧指令 $E_u$ 、 $E_v$ 、 $E_w$ を演算する。積分器16は、1次角周波数指令 $\omega_1^*$ を積分し、位相指令 $\theta$ としてPWM演算部17に出力する。シャント抵抗5および電流検出回路11は、直流電流値 $I_{dc}$ を検出する。サンプル&ホールド13は、検出された $I_{dc}$ をPWMタイマ20から入力されるゲートパターンに基づいて、検出可能時の検出電流 $I_{dc1}$ と $I_{dc2}$ を保持する。A/D変換器12は、アナログ量である $I_{dc1}$ と $I_{dc2}$ をデジタル値に変換し各相電流検出部14に出力する。各相電流検出部14は、デジタル値に変換された $I_{dc1}$ と $I_{dc2}$ を、PWMタイマ20から入力されるゲートパターン信号に基づいて各相電流検出値 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ として振り分けインバータ出力周波数・出力電圧演算部15に出力する。PWM演算部17は、位相指令 $\theta$ 、出力電圧指令 $E_u$ 、 $E_v$ 、 $E_w$ 、搬送波周期指令 $F_c$ を基にPWMタイマ20のデータ $T_c^*$ 、 $T_u^*$ 、 $T_v^*$ 、 $T_w^*$ を演算する。低キャリア周期挿入判定部18は、出力周波数指令 $F_r^*$ と搬送波周期指令 $F_c$ に基づいて低キャリア周期挿入可否を判定

する。さらにPWMタイマ制御部19は、PWM演算部17からのデータを低キャリア周期挿入判定部18の要求に基づいてPWMタイマ20にデータをセットする。

【0020】ここでは、本発明の特徴であるPWMタイマ制御部19と低キャリア周期挿入判定部18の構成と動作について説明する。

【0021】図2は本実施例のゲート信号Gu、Gx、Gv、Gy、Gw、Gzのタイミングを示している。電流検出可能なゲートパターンが存在しない通常キャリア周期での運転中に、低キャリア周期挿入判定部18より低キャリア周期挿入要求があった場合は、PWMタイマ制御部19でPWMタイマデータを整数倍（実施例では4倍）にしたデータがPWMタイマ20にセットされ、三角波状の搬送波波形の山頂部のタイミングから低キャリア周期が開始される。この区間で、図2の例では、電流検出可能な長さであるパターンV4およびV6が発生して電流検出が行われる。低キャリア周期であれば1周期中に必ず電流検出可能な期間が存在するので、挿入する低キャリア周期は1周期でかまわない。PWMタイマ制御部19で元のPWMタイマデータを整数倍にしているのはインバータ装置の処理全体の連続性を失わないためである（整数倍であれば、例えば、搬送波の山頂部から低キャリア周期を開始して、搬送波の次の山頂部で低キャリア周期を終了するので、元の搬送波の山頂部と同期したタイミングで終了することになり、連続性が保たれる）。

【0022】図3および図4はそれぞれ低キャリア周期挿入判定部18、PWMタイマ制御部19の処理の流れを示している。

【0023】図3において、手順101で出力周波数指令Fr\*と搬送波周期指令Fcに基づいて電流検出の可否を判定し、検出可能であれば手順102で通常のキャリア周期として終了する。検出不可能である場合、次に手順103でインバータ出力周波数・出力電圧演算部15の周期（またはその他の周期）との同期性を判定し、電流検出のための低キャリア周期の挿入が必要な場合は手順104で低キャリア挿入要求を出して終了する。手順103で低キャリア周期の挿入が不要であれば手順102で通常キャリア周期として終了する。

【0024】図4において、手順105で低キャリア周期挿入判定部18から低キャリア挿入要求があった場合は、手順108および手順109でPWM演算部17からのPWMタイマデータを整数倍（図では4倍）してPWMタイマ20にセットし終了する。また手順105で低キャリア挿入要求が無かった場合は手順106および手順107でPWM演算部17からのPWMタイマデータをそのままPWMタイマ20にセットし終了する。

【0025】低キャリア周期の挿入は、1ms以上に1回、より好ましくは数ms以上に1回とすると、より低騒音化が達成できることが実機により確認された。

【0026】第1実施例によれば、以上の手順で図2のような搬送波波形を発生させることができ、電流検出が可能となる。また、通常の高い搬送波周波数の一部分のみ低い搬送波周波数とすればよいので、電流検出精度を確保しつつ低速運転時の磁気音も低減できる。

【0027】次に本発明の第2の実施例について説明する。図5は第2の実施例による電力変換器の構成を示す。なお、すでに説明した図10と同一の構成については、同じ符号を付して説明を省略する。

【0028】図5において、108はモータ制御部、106はPWM制御部である。モータ制御部108では、検出したモータ電流Iu、Iv、およびIwと外部から与えられる速度指令Fr\*に基づき、U相交流電圧指令Eu、V相交流電圧指令Ev、W相交流電圧指令Ew、及び位相 $\theta$ を出力し、PWM制御部106では交流電圧指令Eu、Ev、Ew及び位相 $\theta$ に基づき、スイッチング素子Qu、Qv、Qw、Qx、Qy、およびQzのスイッチングをそれぞれ指令するゲート信号Gu、Gv、Gw、Gx、Gy、およびGzを出力する。

【0029】次に図6を用いて、モータ制御部108の構成を説明する。図6において、201は積分器、202、203、及び204は余弦関数発生器、205は減算器、206及び213は加算器、207、208、及び209は乗算器、210及び212は信号をK1倍、K2倍する係数器、211は電流の大きさ検出部である。

【0030】積分器201は、速度指令Fr\*を積分して位相 $\theta$ を演算する。余弦関数発生器202では、位相 $\theta$ に対応する余弦関数すなわち $\cos \theta$ を演算し出力する。乗算器207では、余弦関数発生器202の出力と加算器213の出力である電圧の大きさVを乗算し、U相交流電圧指令Euを演算する。減算器205では、位相 $\theta$ から $2\pi/3$ radを減算し、余弦関数発生器203では、減算器205の出力に対応する余弦関数 $\cos(\theta - 2\pi/3)$ を演算し出力する。乗算器208では、余弦関数発生器203の出力と電圧の大きさVを乗算し、V相交流電圧指令Evを演算する。加算器206では、位相 $\theta$ に $2\pi/3$ radを加算し、余弦関数発生器204では、加算器206の出力に対応する余弦関数 $\cos(\theta + 2\pi/3)$ を演算し出力する。乗算器209では、余弦関数発生器204の出力と電圧の大きさVを乗算し、W相交流電圧指令Ewを演算する。係数器210では、速度指令Fr\*に制御ゲインK1を乗算する。電流の大きさ検出部211では、モータ電流Iu、Iv、及びIwを3相から2相に変換した後、変換された2相電流を互いに直交する座標軸上での電流ベクトルの成分と見なし、電流ベクトルの大きさを求める。係数器212では、電流の大きさ検出部211の出力に制御ゲインK2を乗算する。加算器213では、係数器210の出力と係数器212の出力を加算し、電圧の大きさVを演算する。

【0031】上記の構成とすることにより、まず、係数器210の出力が電圧の大きさVと速度指令 $F_r^*$ が比例する値( $V/F$ 一定)になり、さらに、電流の大きさ検出部211により電流の大きさを検出し、制御ゲイン $K_2$ をかけることで、モータ4に発生する一次電圧降下の推定値が加算され、低速でも安定したトルク特性を実現する。また、余弦関数発生器202、203、及び204は、互いに $2\pi/3$ rad位相が異なる余弦波を発生する。これにより、交流電圧指令 $E_u$ 、 $E_v$ 、 $E_w$ は対称三相交流電圧となる。

【0032】次に、図7を用いてPWM制御部106の構成を説明する。尚、図11と同一の構成については同じ符号を付して説明を省略する。

【0033】図7において、401は搬送波補正部、402は搬送波発生部である。搬送波補正部401は、搬送波周波数指令 $F_c$ 、位相 $\theta$ 、及び搬送波発生部402の出力TRGに基づき、第2の搬送波周波数指令 $F_{c2}$ を出力する。搬送波発生部402では、第2の搬送波周波数指令 $F_{c2}$ に基づいて、周波数 $F_{c2}$ の三角波である搬送波C(後述の図9の波形Cを参照)を出力すると共に、搬送波Cの最大値すなわち三角波の山で信号TRGを出力する。

【0034】図8は、搬送波補正部401での処理の詳細を説明したパド図である。搬送波補正部401は、搬送波発生部402の出力TRGが出力されたときに、図8に示す処理を実行する。処理501では、初めに位相 $\theta$ から $\pi/6$ を減算する。次に該減算結果を $\pi/3$ で除算した際の剰余を求める。ここで、剰余とは、除算した商の整数部に除数である $\pi/3$ を乗算し、該乗算結果を被除数である減算結果から減算して求められる値である。求めた剰余の絶対値を、 $\pi/6$ より小さい値に設定された基準値 $\delta$ と比較する。ここで、基準値 $\delta$ の範囲としては $\pi/3$ より小さい値を設定することが考えられるが、より好ましくは、線間電圧 $V_{uv}$ 、 $V_{vw}$ 、 $V_{wu}$ が最大値となる近傍の、角度にして $\pm\pi/6$ の範囲であれば、2相分の電流が容易に検出できるようになるので、基準値 $\delta$ を $\pi/6$ より小さい値に設定するとよい。比較した結果、剰余の絶対値が基準値 $\delta$ 以下の場合、次に処理502を実行し、大きい場合は次に処理509を実行する。処理502では、フラグ1が0であるかを検査し、フラグ1が0の場合は次に処理503を実行し、フラグ1が1の場合は次に処理508を実行する。処理503ではフラグ1に1を格納し、次に処理504を実行する。処理504では、カウンタcntと設定値N1を比較し、カウンタcntが、設定値N1以上の場合は次に処理505を実行し、設定値N1未満の場合は処理507を実行する。処理505では、カウンタcntをクリアし、次に処理506を実行する。処理506では、搬送波周波数指令 $F_c$ より低い周波数である第3の搬送波周波数指令 $F_{c3}$ (低キャリア周期の搬送波周波数指

令)を第2の搬送波周波数指令 $F_{c2}$ として出力して、処理を終了する。処理507では、カウンタcntに1を加えて更新し、次に処理510を実行する。処理510、処理511、および処理512では、搬送波周波数指令 $F_c$ (通常キャリア周期の搬送波周波数指令)を第2の搬送波周波数指令 $F_{c2}$ として出力し、処理を終了する。処理508では、フラグ1に1を格納し、次に処理511を実行する。処理509では、フラグ1に0を格納し、次に処理512を実行する。

【0035】次に、図9を用いて本実施例の具体的動作について説明する。

【0036】図9はPWM制御部106など各部の波形を横軸を時間として示している。各波形を、図の上から順に説明する。

【0037】1番目の波形は交流電圧指令 $E_u$ 、 $E_v$ 、 $E_w$ から求められる線間電圧 $V_{uv}$ 、 $V_{vw}$ 、及び $V_{wu}$ である。2番目の波形は交流電圧指令 $E_u$ 、 $E_v$ 、 $E_w$ および交流電圧指令をパルス幅変調するための搬送波Cである。3番目の波形は、ゲート信号 $G_u$ である。4番目の波形は、ゲート信号 $G_v$ である。5番目の波形は、ゲート信号 $G_w$ である。6番目の波形は電力変換器の出力の線間電圧のうち、スイッチング素子 $Q_u$ の接続されるU相出力と、スイッチング素子 $Q_v$ の接続されるV相出力の間の線間電圧 $V_{uv}$ である。7番目の波形は電力変換器10からモータ4に流れる電流であり、U相モータ電流 $I_u$ 、V相モータ電流 $I_v$ 、およびW相モータ電流 $I_w$ である。8番目の波形は直流電流 $I_{dc}$ である。9番目の波形は、位相 $\theta$ であり、水平に引かれた点線は、下から $\pi/6$ 、 $\pi/2$ 、 $5\pi/6$ 、 $7\pi/6$ 、 $3\pi/2$ 、及び $11\pi/6$ 、すなわち図8における処理501の左辺が0になる位相 $\theta$ を表している。10番目の波形はフラグ1である。11番目(一番下)の波形はカウンタcntである。

【0038】尚、ここでカウンタcntの初期値は1、設定値N1は2であるものとする。

【0039】時刻T701において、搬送波Cが最大となるため、搬送波発生部402からTRGが出力され、搬送波補正部401で図8に示す処理が実行される。処理501において、判定条件は「偽」であるため、処理509においてフラグ1に0が格納され、処理512において第2の搬送波周波数 $F_{c2}$ として、搬送波周波数指令 $F_c$ が出力される。

【0040】次に搬送波Cが最大となる時刻T702における搬送波補正部401の処理を説明する。処理501において、判定条件が「真」になると、次に処理502が実行される。このとき、電流の検出を容易にするためには、線間電圧の一つである線間電圧 $V_{wu}$ が最大値近傍であることが重要である。この実施例では、処理501の判定条件により、線間電圧 $V_{wu}$ の最大値近傍 $\pm\delta$ 以内であれば判定条件が「真」となり、処理502に進む



ことになる。基準値 $\delta$ は $\pi/6$ より小さい値に設定するとよいことは先にも述べた。処理502において、フラグ1は0であるから、次に処理503が実行される。処理503において、フラグ1に1が格納される。処理504において、カウンタcntと設定値N1が比較され、このとき、カウンタcntは1、設定値N1は2であるから、次に処理507が実行される。処理507において、カウンタcntに1を加算した2が格納され、処理510において、第2の搬送波周波数Fc2として、搬送波周波数指令Fcが出力される。尚、時刻T702の処理でフラグ1に1を格納する理由は、後述する時刻T703における処理において、カウンタcntを重複して更新することを防ぐためである。即ち、カウンタcntはフラグ1が0から1に変わったときにのみ処理507が実行されるようになっている。これにより線間電圧少なくとも一つが最大値となる回数をカウントすることができる。

【0041】次に搬送波Cが最大となる時刻T703における搬送波補正部401の処理を説明する。処理501において、判定条件は「真」であり、次に処理502が実行される。処理502において、フラグ1は1であるから、次に処理508が実行される。処理508において、フラグ1に1が格納される。処理511において、第2の搬送波周波数Fc2として、搬送波周波数指令Fcが出力される。

【0042】次に搬送波Cが最大となる時刻T704における搬送波補正部401の処理は、時刻T701における処理と同一であり、フラグ1に0が格納される。その後の、時刻T705、時刻T706も時刻T701と同様の処理であるため、説明を省略する。

【0043】次に搬送波Cが最大となる時刻T707における搬送波補正部401の処理を説明する。処理501において、判定条件が「真」になり、次に処理502が実行される。処理502において、フラグ1は0であるから、次に処理503が実行される。処理503において、フラグ1に1が格納される。処理504において、カウンタcntと設定値N1が比較され、このとき、カウンタcntは2、設定値N1は2であるから、次に処理505が実行される。処理505において、カウンタcntは0にクリアされ、処理506において、第2の搬送波周波数Fc2として、搬送波周波数指令Fcより周波数が低い、第3の搬送波周波数指令Fc3が出力される。これにより、搬送波Cの周波数が低くなり、直流電流Idcのパルス幅が広くなり、電流検出部7においてモータ電流が検出可能になる。

【0044】次に搬送波Cが最大となる時刻T708では、時刻T701と同様の処理が実行され、第2の搬送波周波数Fc2として、搬送波周波数指令Fcが出力される。これにより、搬送波Cの周波数は搬送波周波数指令Fcに戻る。

【0045】以上の動作を繰り返すことにより、線間電圧少なくとも一つが最大値となる回数をカウンタcntでカウントし、設定値N1+1回に1回の割合で搬送波Cの周波数を搬送波周波数Fcから第3の搬送波周波数指令Fc3に切り替えることにより、直流電流Idcのパルス幅を広くし、電流検出を可能にする。この実施例では、N1=2であるから、電流検出がより容易な線間電圧の最大値近傍で、3回に1回の割合で、搬送波周波数Fcから第3の搬送波周波数指令Fc3に切り替えられる。

【0046】この第2の実施例によれば、Idcのパルス幅が他の位相に比べて広い線間電圧の最大値近傍において搬送波Cの周波数を低めればよいので、第1実施例に比べて、第3の搬送波周波数指令Fc3を高く設定でき、騒音の低減に更なる効果がある。尚、上記図8の処理は、出力電圧の大きさに関係なく実行されるようになっているが、出力電圧が所定値以下であることを判定して、所定値以下であるときに図8の処理を実行するようにしてもよい。このようにすれば、所定値より大きい場合には搬送波周波数が連続的にFcのままとすることができるので制御特性の低下をより防ぐことができる。

【0047】

【発明の効果】本発明によれば、磁気音の増加を抑えることができ、且つ電流検出に十分なサンプリング時間を確保したパルス幅変調方法、及び電力変換装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例を表すインバータ装置の構成図。

【図2】本発明の第1の実施例におけるゲート信号タイミング図。

【図3】本発明の第1の実施例における低キャリア周期挿入判定の流れ図。

【図4】本発明の第1の実施例におけるPWMタイマ制御の流れ図。

【図5】本発明の第2の実施例による電力変換器の構成図。

【図6】本発明の第2の実施例によるモータ制御部の構成図。

【図7】本発明の第2の実施例によるPWM制御部の構成図。

【図8】本発明の第2の実施例による搬送波補正部の動作を示す流れ図。

【図9】本発明の第2の実施例の各部の動作を示す波形図。

【図10】従来の電力変換器の構成図。

【図11】従来のPWM制御部の構成図。

【図12】従来の電力変換器の各部の動作を示す波形図。

【図13】図12におけるT1部の拡大波形図。



【図14】従来のゲート信号タイミング図。

【図15】従来のゲート信号タイミング図（各相電圧指令を小さくした場合）。

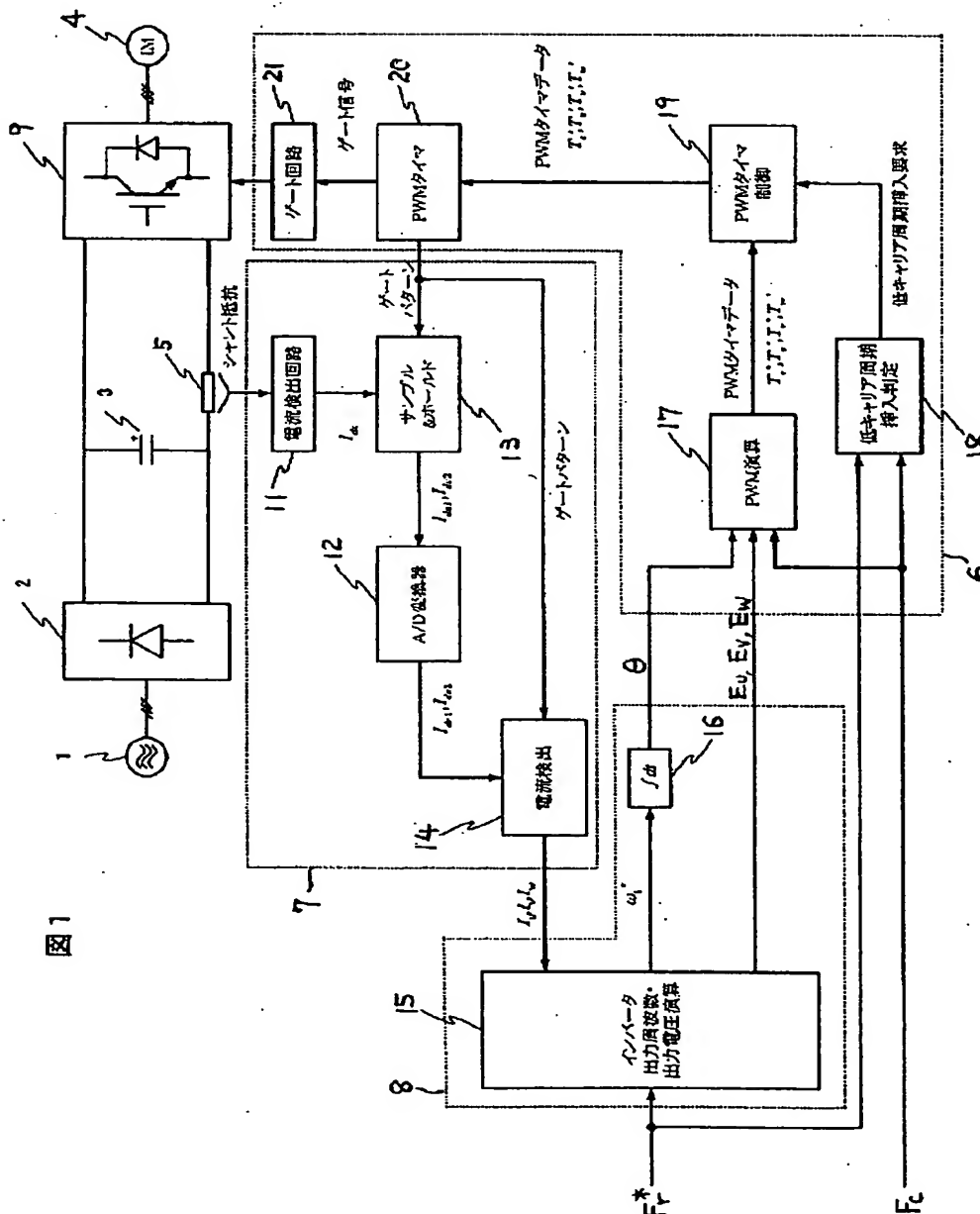
【図16】従来のゲート信号タイミング図（搬送波周波数を高めた場合）。

【符号の説明】

1…交流電源、2…整流回路、3…平滑コンデンサ、4…モータ、5…シャント抵抗、6…PWM制御部、7…電流検出部、8…モータ制御部、9…インバータ、11…電流検出回路、12…A/D変換器、13…サンプル

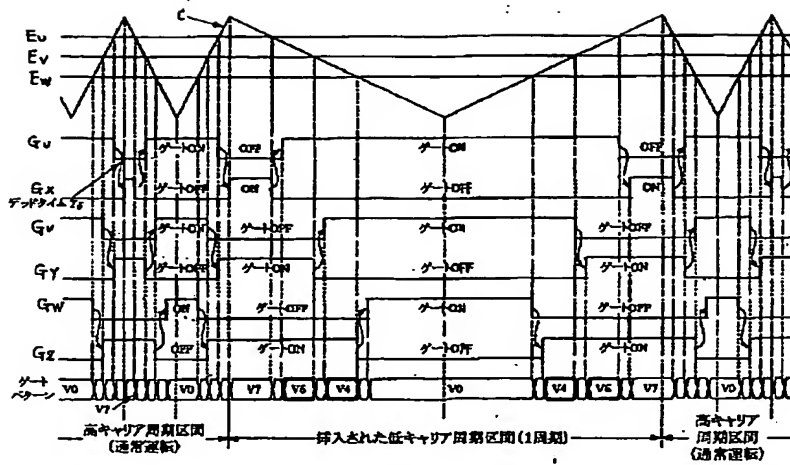
& ホールド回路、14…各相電流検出部、15…インバータ出力周波数・出力電圧演算部、16…積分器、17…PWM演算部、18…低キャリア周期挿入要否判定、19…PWMタイマ制御部、20…PWMタイマ、21…ゲート回路、101…電流検出可否判定、102…通常キャリア周期の要求、103、104…低キャリア周期挿入の要求、106…通常キャリア周期のセット、107…通常PWMデータのセット、108…高キャリア周期のセット、109…PWMデータのセット。

【図1】



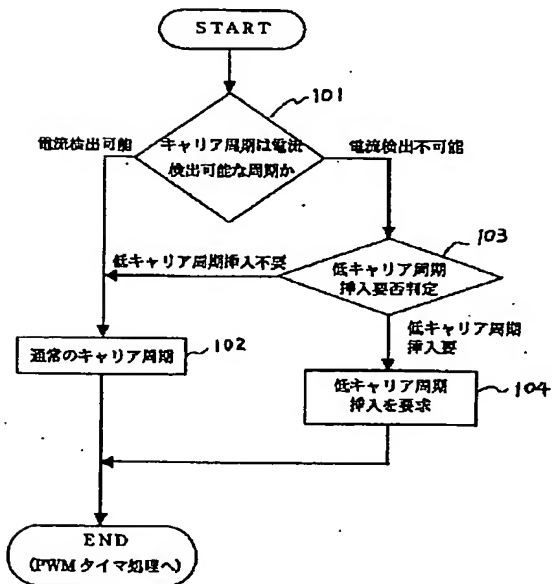
【図2】

図2



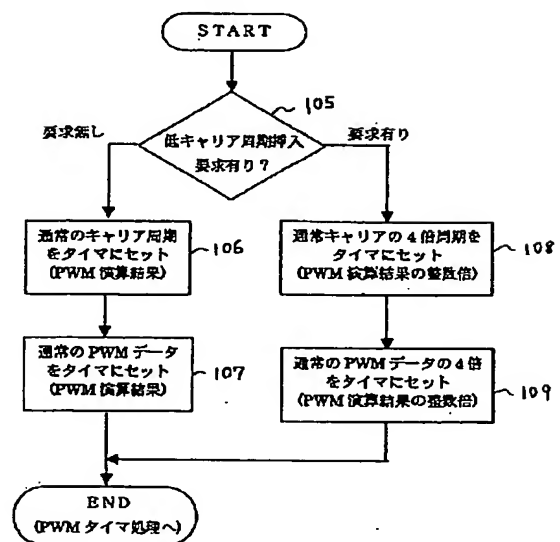
【図3】

図3



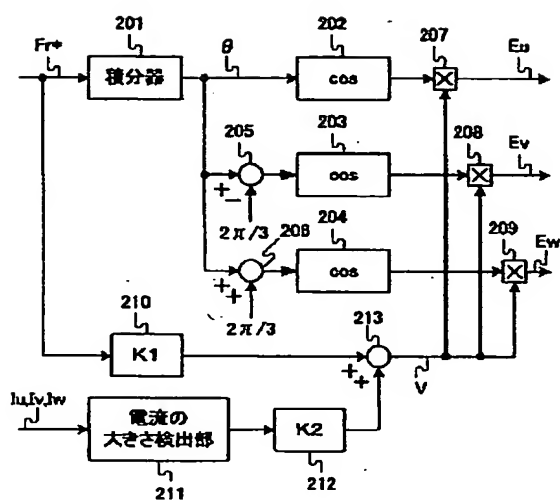
【図4】

図4



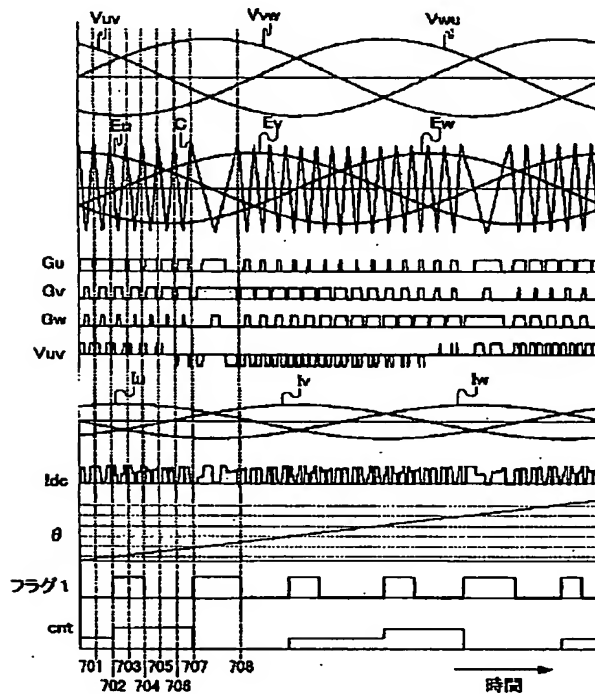
【图6】

**圖 6**



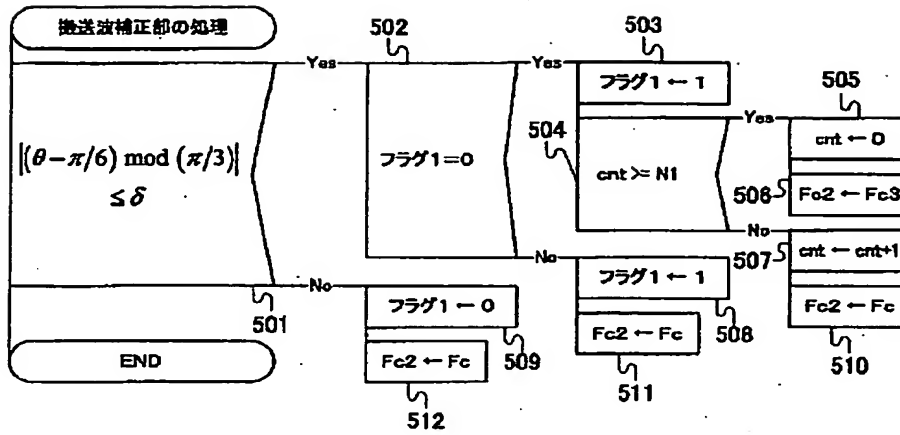
【图9】

959



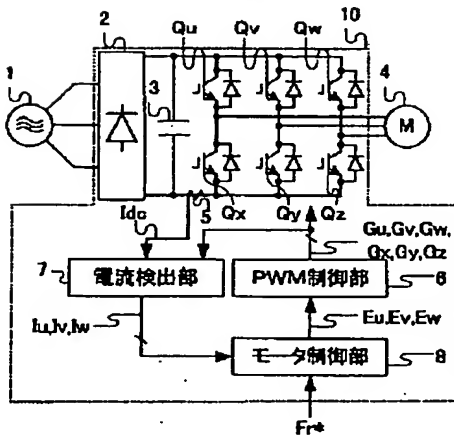
【図8】

図8



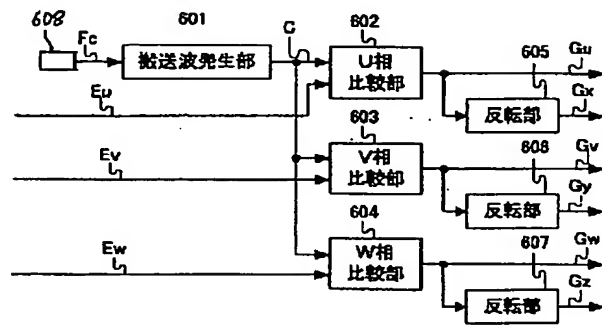
【図10】

図10



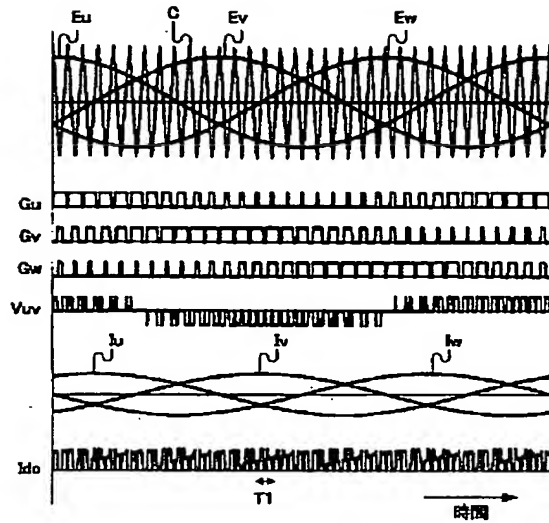
【図11】

図11



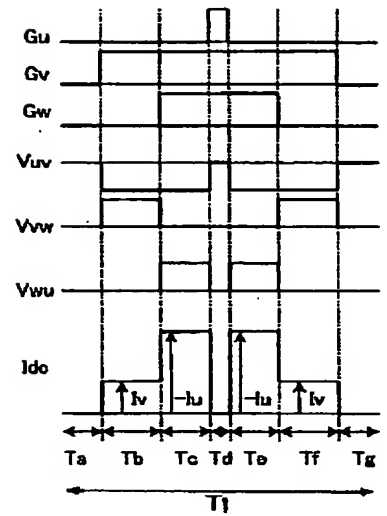
【図12】

図12



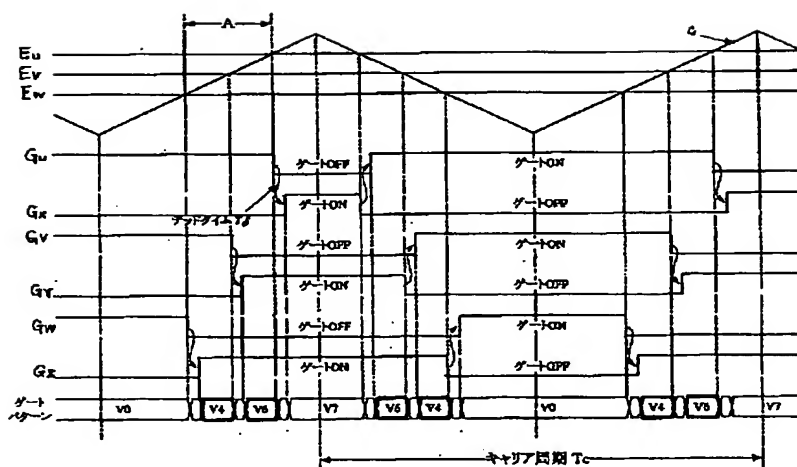
【図13】

図13



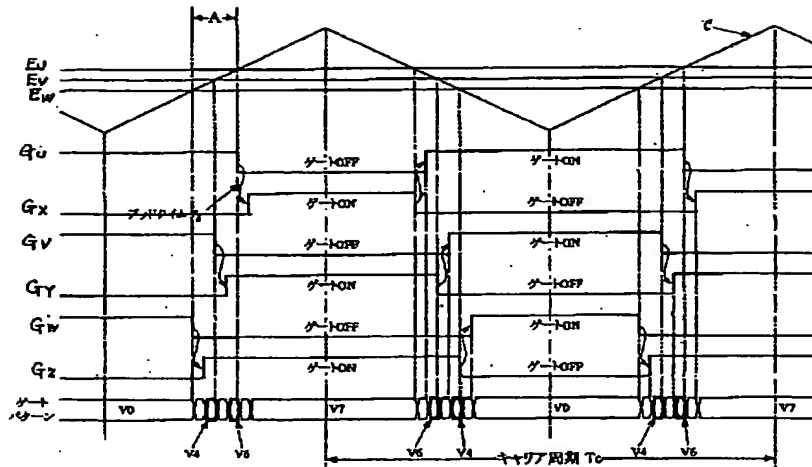
【図14】

図14



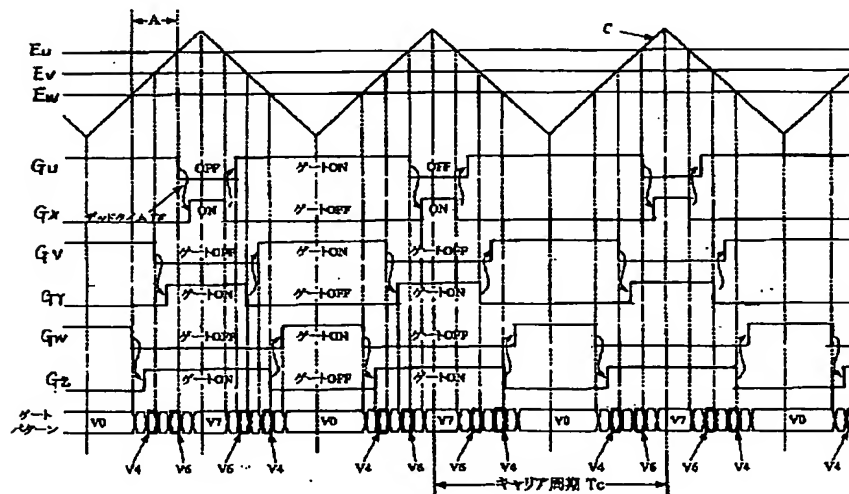
【図15】

図15



【図16】

図16



フロントページの続き

(72)発明者 平賀 正宏  
千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号  
株式会社日立ケーイーシステムズ内

(72)発明者 富田 浩之  
千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号  
株式会社日立ドライブシステムズ内

(72)発明者 石田 誠司  
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株  
式会社日立製作所日立研究所内

(72)発明者 奥山 俊昭  
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株  
式会社日立製作所日立研究所内

Fターム(参考) 5H007 AA01 BB06 DA05 DB01 DB05  
DB07 DC02 EA14

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**